



HAL
open science

Réseau d'antennes In-Band Full-Duplex Ultra-Large-Bande à double polarisation

Hadi Hijazi, Marc Le Roy, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, André Pérennec

► **To cite this version:**

Hadi Hijazi, Marc Le Roy, Raafat Lababidi, Denis Le Jeune, André Pérennec. Réseau d'antennes In-Band Full-Duplex Ultra-Large-Bande à double polarisation. 22èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2022), Jun 2022, Limoges, France. pp.323-326. hal-03716380

HAL Id: hal-03716380

<https://hal.univ-brest.fr/hal-03716380v1>

Submitted on 7 Jul 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Réseau d'antennes In-Band Full-Duplex Ultra-Large-Bande à double polarisation

Hadi Hijazi^{1,2}, Marc Le Roy², Raafat Lababidi¹, Denis Le Jeune¹, André Pérennec²

¹ ENSTA-Bretagne, Lab-STICC, UMR 6285, CNRS, F-29200, Brest, France

² Univ Brest, Lab-STICC, UMR 6285, CNRS, F-29200, Brest, France
mleroy@univ-brest.fr

Résumé – Le réseau d'antennes Ultra-Large-Bande présenté ici est constitué de 4 antennes à double polarisation linéaire alimentées spécifiquement pour créer une structuration symétrique nécessaire à l'obtention d'un fort niveau d'isolation (SIC) en champ proche entre les parties émission et réception. Ce système constitue ainsi l'étage antenne d'un dispositif « In-Band Full-Duplex » à même d'émettre et de recevoir simultanément sur la même bande de fréquences. Deux autres innovations ont également été développées pour cette application : 2 baluns de 1 vers 4 pour alimenter les parties RX et TX et une nouvelle méthode d'alimentation identique et symétrique pour les deux polarisations. Les simulations du système complet montrent une bonne adaptation de 2 à 20 GHz avec un gain effectif moyen de 11 dBi et une annulation de l'auto-interférence de 120dB en simulation et attendue à 40-50dB en pratique.

1. Introduction

L'émission et réception simultanée et sur la même bande de fréquences, communément appelée « IBFD : In-Band Full-Duplex » ou encore « STAR : Simultaneous Transmit And Receive », a longtemps été considérée comme impossible de par l'auto-interférence (SI) importante créée par le signal fort émis sur la voie de réception et qui brouille le signal faible utile reçu.

Quasiment tous les émetteurs-récepteurs évitent cette problématique en utilisant du multiplexage fréquentiel, temporel, en code, spatial, pour dissocier ces 2 voies. Comme l'augmentation des usages numériques et des débits contraint à une utilisation de plus en plus efficace de la ressource spectrale, un mode de fonctionnement en IBFD a par exemple été envisagé pour la 5G, puis non retenu car pas suffisamment mature. Cependant, plusieurs démonstrateurs (essentiellement pour du WiFi [1]) ont démontré la possibilité d'obtenir 110 dB d'annulation de l'auto-interférence (Self-Interference Cancellation : SIC) en cumulant 3 niveaux d'annulation, respectivement aux étages antenne/RF, analogique puis numérique.

Des résultats récents prometteurs, mais faible bande, ont ainsi relancé l'intérêt de l'IBFD pour les futures évolutions de la 5G (3GPP releases 16-17 [2]) en ciblant notamment l'extension du réseau 5G par le déploiement de nouveaux points de transmission (IAB : Integrated Access Backhaul) connectés, pour en faciliter le

déploiement, par liaison radio en ondes millimétriques (mmW) avec la station principale (backhaul optique). L'IBFD s'avère prometteur dans ce cas car permettant en théorie un doublement de l'efficacité spectrale par rapport aux techniques usuelles (FDMA, TDMA, ...). D'autres avantages sont inhérents au IBFD : introduction d'un 1^{er} niveau de sécurité sur la couche physique, utilisation pour des relais radios, réduction des temps de latence, radars « continus », radio cognitive, ...

Ce projet s'inscrit ainsi dans un contexte d'extension de réseau par une liaison radio IBFD à très haut débit entre 2 stations distantes, en ciblant dans un premier temps uniquement la partie antenne, avec comme spécifications : un niveau de SIC visé de 50-60dB, une directivité importante de l'antenne (fort gain), une double polarisation linéaire et une largeur de bande importante pour un système multistandards et/ou présentant un débit très important nécessitant une largeur de bande conséquente.

De nombreuses approches ont été testées pour introduire un niveau de SIC à l'étage antenne :

- des systèmes mono-statiques ayant recours à des isolateurs [3] ou des circulateurs [4] ;
- des techniques bi-statiques basées sur i) un éloignement [5] des antennes TX et RX ou ii) un découplage spatial [6] en pointant les faisceaux TX et RX vers des directions différentes, iii) une annulation de l'auto-interférence en champ proche (near-field cancellation) [6], iiiii) le placement de structures à haute impédance entre les antennes [7], ...

Pour atteindre de telles spécifications, seule la technique d'annulation de l'auto-interférence en champ proche nous semble être à même d'atteindre 50dB de SIC en ULB. Cette technique [6]-[8], illustrée à la figure 1 pour des patches, permet en plaçant face à face les antennes TX₁ et TX₂ d'obtenir une annulation en champ proche de TX sur l'axe des antennes RX₁ et RX₂ à condition que TX₁ et TX₂ soient placées de manière symétriquement opposée et alimentées en opposition de phase. Le même principe opère pour la partie RX et permet d'annuler les éventuelles composantes résiduelles issues de la fuite de TX vers RX. Cette architecture permet de plus, une recombinaison optimale en phase pour les diagrammes de rayonnement en champ lointain aussi bien en TX qu'en RX.

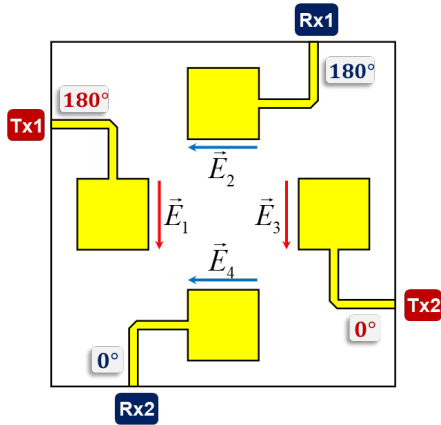


Figure 1. Illustration de la SIC en champ proche par point d'alimentation physiquement opposé et en opposition de phase.

2. Conception du réseau d'antennes

2.a. Structuration du réseau

Le réseau est constitué de 4 antennes Vivaldi à double polarisation linéaire (figures 2-a et b) placées séquentiellement à 90° les unes par rapport aux autres pour conserver la symétrie et l'alimentation opposée nécessaire à l'annulation en champ proche. L'alimentation en opposition de phase est faite par l'intermédiaire de deux baluns 180° de 1 vers 4 (figure 2-c) qui permettent une répartition du signal en 4 voies d'amplitude identique et deux de leurs sorties présentent un signal en opposition de phase relativement aux deux autres.

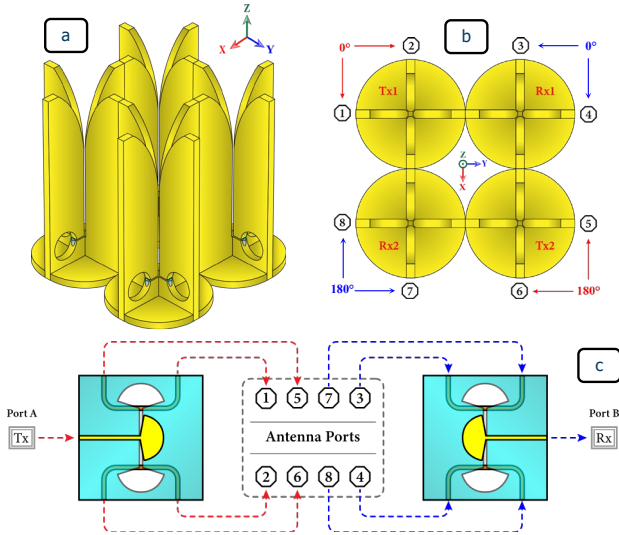


Figure 2. Vue 3D (a) et du dessus (b) du réseau d'antennes, et réseau d'alimentation (c) à partir des baluns $1 \rightarrow 4$.

2.b. Balun 180° 1 vers 4 ultra-large-bande

Une technique d'alimentation spécifique basée sur 2 baluns 180° $1 \rightarrow 4$ reposant sur des transitions microruban \leftrightarrow slotlines a été développée en reprenant une structure initialement développée pour réaliser des diviseurs de puissance (PWD) et des baluns 180° ULB (out-of-phase PWD) [9]. Cette approche est transposée ici en balun $1 \rightarrow 4$ pour cette application à double polarisation sur la bande 2-20 GHz tout en conservant la symétrie nécessaire à un maintien de performances identiques pour

chaque polarisation et pour garantir la SIC en champ proche. Une vue éclatée et détaillée des 3 couches métalliques est présentée à la figure 3.b; la figure 3.c montrant les 3 diviseurs de puissance (3-port T junction) mis en œuvre : la 1ère transition débute au port 1 en microruban \rightarrow slotline permettant de répartir le signal de manière égale vers les slotlines gauche et droite. Puis chaque slotline permet un couplage vers 2 lignes microrubans en introduisant une inversion de champ donc de phase entre les ports 2 et 4 et identiquement entre les ports 3 et 5. Ce type de jonction en T étant sans perte (sans résistance) et réciproque, les ports ne peuvent donc pas être tous parfaitement adaptés simultanément. Ces transitions appliquées à la réalisation de power dividers et baluns 180° de 1 vers 2 sont décrites et mesurées en [9] dans la bande 4-40 GHz et les dimensions pour la bande 2-20 GHz sont détaillées en [10].

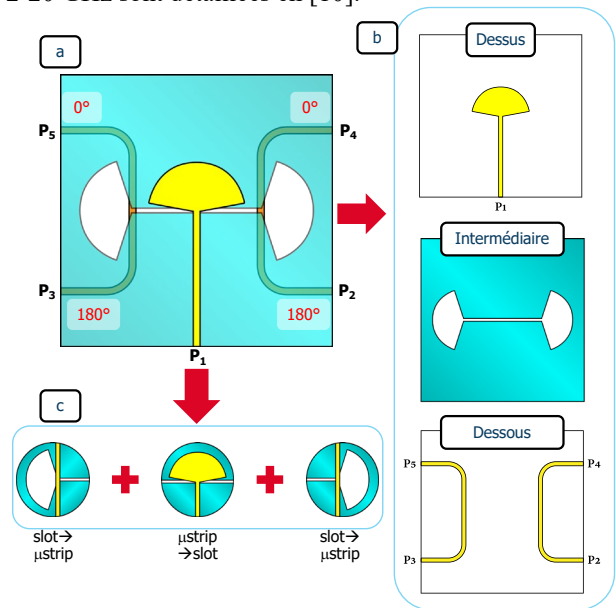


Figure 3. Vue générale du balun $1 \rightarrow 4$ (a), des 3 couches métalliques (b) et détails des 3 jonctions (c)

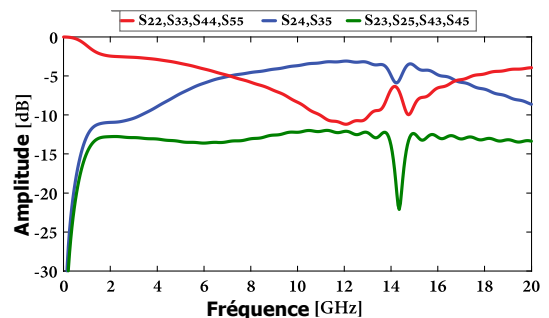
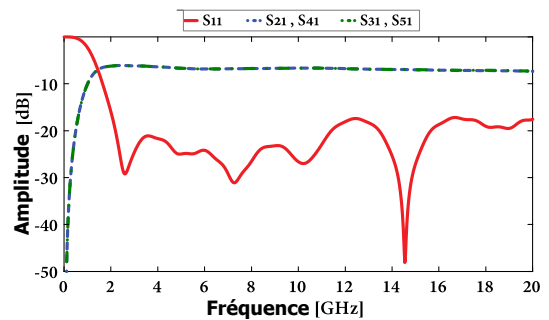


Figure 4. Paramètres S du balun $1 \rightarrow 4$

L'analyse des simulations en paramètres S montrent une adaptation au port 1 meilleure que 10 dB sur la bande 2-20 GHz, confirmant la parfaite symétrie de la structure avec une répartition en 4 du signal (-6 dB) du port 1 vers les ports 2, 3, 4 et 5 avec des pertes faibles (variation de -6,2 à -7,3 dB sur la bande). Comme prévu, l'adaptation en sortie est mauvaise, tout comme l'isolation entre ports de sortie mais ceci est faiblement pénalisant pour notre application où une parfaite symétrie est priorisée pour maximiser la SIC. D'ailleurs, cette symétrie permet en simulation d'obtenir des différences de phase quasi-parfaite, i.e. $\Delta\phi_{32}=0$ et $\Delta\phi_{42}=\Delta\phi_{53}=180^\circ$ sur toute la bande considérée.

2.c. Alimentation symétrique des antennes à double polarisation

L'alimentation classique d'antenne Vivaldi à double polarisation (figure 5.a) impose de positionner les transitions coaxiale-fente de manière orthogonale l'une au-dessus de l'autre, ce qui a pour conséquence de dissymétriser la structure et donc de présenter une adaptation différente pour les ports 1 et 2 et des diagrammes de rayonnement différents selon les polarisations.

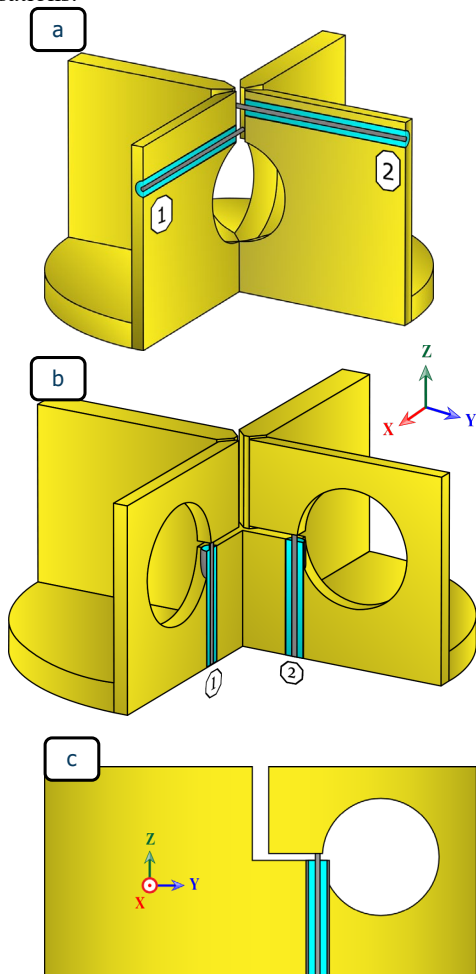


Figure 5. (a) Alimentation classique en double polarisation, (b) Vue 3D de l'alimentation symétrique (b) et de profil (c)

La structuration proposée (figure 2.b et 2.c) permet de créer la symétrie recherchée en déplaçant les transitions coaxiale-fente du centre vers l'extérieur de la structure à l'aide d'un coude, tout en autorisant l'obtention d'une

adaptation d'un bon niveau et identique des 2 transitions coax-fente de 3 à 20 GHz et un gain variant de 5 dBi à 12 dBi sur cette même bande. Le niveau de couplage entre les 2 polarisations croisées (cross-polarization) s'avère assez important (-15dB en moyenne sur la bande) mais sans conséquence car le système (figure 2) est structuré de manière à transmettre le même signal (TX ou RX) sur chaque polarisation. Les antennes ont été modélisées en aluminium pour une épaisseur de 5mm, les câbles coaxiaux en PTFE ($\epsilon_r=2$; $d_{interne}=0,47\text{mm}$; $d_{externe}=1,575\text{mm}$) et les fentes centrales et latérales sont respectivement de largeur 2,5 mm et 1 mm et le stub circulaire d'adaptation présente un rayon de 10 mm, formant ainsi une antenne de dimensions 72,5 mm x 72,5 mm x 130 mm.

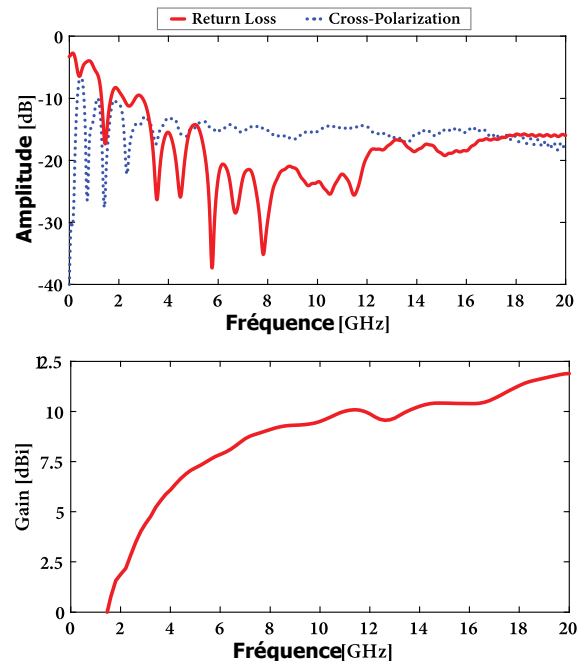


Figure 6. Pertes en réflexion (RL), cross-polarisation (X-pol) et gain de l'antenne (pour chaque polarisation)

3. Performances du système IBFD

Les performances du système complet sont évaluées en considérant deux configurations différentes : i) avec les baluns décrits dans ce papier et développés au Lab-STICC et ii) avec les paramètres S des baluns commerciaux [11]. L'analyse de ces résultats montre une adaptation ($|S_{AA}|_{\text{dB}}$ figure 7-a) d'au moins 10dB de 2 à 20GHz avec un niveau de SIC ($|S_{AB}|_{\text{dB}}$ figure 7-b en rouge) meilleure que 120dB avec la topologie proposée et comprise entre 40 et 80dB sur la bande lorsque les paramètres S mesurés des baluns commerciaux sont utilisés (figure 7-b en bleu). Le gain moyen est d'environ 11dBi et varie de 5dBi à 15dBi sur la bande (figure 7-c). Les diagrammes de rayonnement (figure 7-d dans les plans $\phi+45^\circ$ et $\phi+135^\circ$) montrent la présence de lobes latéraux (grating lobes) importants dans le plan xz et dont leur nombre et niveaux s'accroît en fonction de la fréquence car l'espacement optimal d'environ $\lambda_0/2$ entre TX₁ et TX₂ ne peut être maintenu ; la symétrie de la structure pour obtenir une SIC en champ proche impose une distance difficile à réduire.

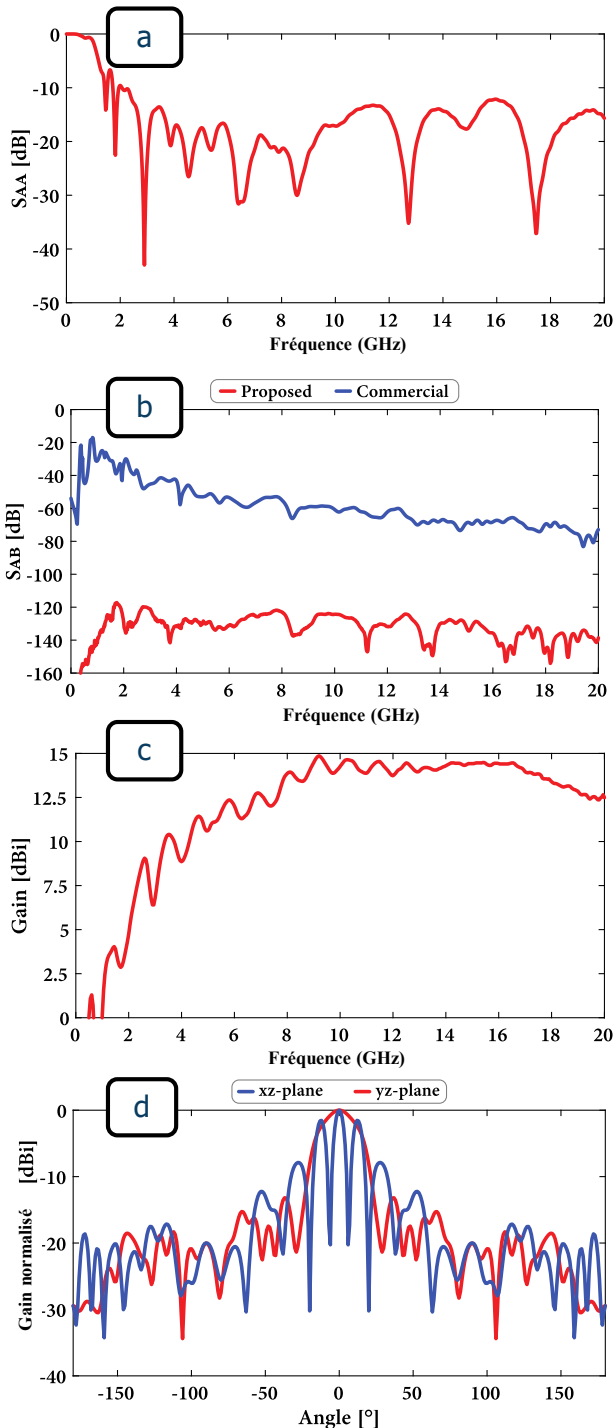


Figure 7. Paramètres S : adaptation (a) et pertes d'insertion (b), gain (c) et diagrammes de rayonnement (d) à 10 GHz

4. Conclusion

Ce papier décrit une nouvelle structure antennaire à double polarisation capable d'obtenir un niveau d'isolation (SIC) entre les voies TX et RX important ($> 40\text{dB}$ attendu en pratique) sur une bande de 2 à 20 GHz. Deux autres innovations sont proposées : une alimentation identique et symétrique pour les 2 polarisations pour l'excitation des éléments rayonnants et un balun 1 vers 4 ultra-large-bande avec 2 sorties en opposition de phase. Une nouvelle version de la partie antennaire est actuellement à l'étude pour permettre de réduire le niveau

des lobes latéraux mais pour une largeur de bande moins large.

Références

- [1] M. Jain *et al.*, « Practical, Real-time, Full Duplex Wireless », in *Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, New York, NY, USA, 2011, p. 301-312. doi: 10.1145/2030613.2030647.
- [2] « IAB-the cost-effective solution to quickly expand 5G mmWave coverage (Analyst Angle) », *RCR Wireless News*, 27 juillet 2020. <https://www.rcrwireless.com/20200727/5g/iab-the-cost-effective-solution-to-quickly-expand-5g-mmwave-coverage-analyst-angle> (consulté le 2 décembre 2021).
- [3] P. V. Prasannakumar, M. A. Elmansouri, et D. S. Filipovic, « Broadband monostatic simultaneous transmit and receive reflector antenna system », in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, juill. 2017, p. 553-554. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072319.
- [4] E. A. Etellisi, M. A. Elmansouri, et D. S. Filipovic, « Wideband Monostatic Co-Polarized Co-Channel Simultaneous Transmit and Receive Broadside Circular Array Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, n° 2, p. 843-852, févr. 2019, doi: 10.1109/TAP.2018.2882739.
- [5] E. Everett, A. Sahai, et A. Sabharwal, « Passive Self-Interference Suppression for Full-Duplex Infrastructure Nodes », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, n° 2, p. 680-694, févr. 2014, doi: 10.1109/TWC.2013.010214.130226.
- [6] J. Wu, M. Li, et N. Behdad, « A Wideband, Unidirectional Circularly Polarized Antenna for Full-Duplex Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n° 3, p. 1559-1563, mars 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2794063.
- [7] P. V. Prasannakumar, M. A. Elmansouri, et D. S. Filipovic, « Wideband Decoupling Techniques for Dual-Polarized Bi-Static Simultaneous Transmit and Receive Antenna Subsystem », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, n° 10, p. 4991-5001, oct. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2734162.
- [8] H. Hijazi, M. Le Roy, R. Lababidi, D. Le Jeune, et A. Pérennec, « Ultra-wideband antenna system for in-band full-duplex applications », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. n/a, n° n/a, doi: 10.1049/mia2.12194.
- [9] H. Hijazi, M. L. Roy, R. Lababidi, D. L. Jeune, et A. Pérennec, « 4-40 GHz In-Phase/ 180° Out-of-Phase Power Dividers with Enhanced Isolation », in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mars 2020, p. 1-5. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135849.
- [10] H. Hijazi, M. Le Roy, R. Lababidi, D. Le Jeune, et A. Pérennec, « Wideband Dual-Polarized Full-Duplex Antenna Array », in *2021 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, oct. 2021, p. 289-294. doi: 10.1109/ATC52653.2021.9598323.
- [11] « BAL-0026 Broadband Balun ». <https://www.markimicrowave.com/baluns/bal-0026.aspx> (consulté le 3 décembre 2021).